

RADIO RECEIVING DEVICE

Publication number: JP2002271240

Publication date: 2002-09-20

Inventor: HARA YOSHITAKA; HARA SHINSUKE; NISHIKAWA TORU

Applicant: YRP MOBILE TELECOMM KEY TECH R; MITSUBISHI ELECTRIC CORP

Classification:

- international: **H01Q3/26; H04B7/08; H04J1/02; H01Q3/26; H04B7/08; H04J1/00;** (IPC-7): H04B7/08; H01Q3/26; H04J1/02

- European:

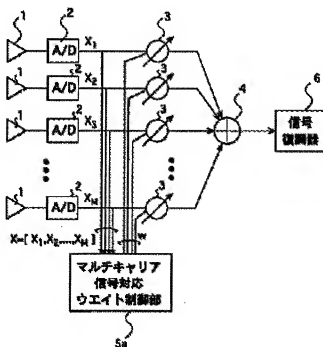
Application number: JP20010070035 20010313

Priority number(s): JP20010070035 20010313

Report a data error here

Abstract of JP2002271240

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an adaptive array for a multicarrier signal capable of more strong reduction of a path whose Doppler frequency is different from a delay path, and increasing the allowable delay value of the path. **SOLUTION:** A multicarrier signal corresponding weight control part 5a reduces a difference between a synthetic signal from an adder 4 and a reference signal, and controls weight to be supplied to multipliers 3 so that the reception signal level of the synthetic signal of a subcarrier, without data transmission can be made close to 0. Thus, it is possible to strongly remove any wave whose Doppler frequency is different. Also, it is possible to increase the allowable delay value of the path, by constructing a reference signal for controlling weight under the consideration of propagation path delay.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テマコード^{*}(参考)

H 0 4 B 7/08

H 0 4 B 7/08

D 5 J 0 2 1

H 0 1 Q 3/26

H 0 1 Q 3/26

Z 5 K 0 2 2

H 0 4 J 1/02

H 0 4 J 1/02

5 K 0 5 9

審査請求 未請求 請求項の数9 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2001-70035(P2001-70035)

(71) 出願人 395022546

(22) 出願日 平成13年3月13日 (2001.3.13)

株式会社ワイ・アール・ビー移動通信基盤
技術研究所
神奈川県横浜市港北区寿町一丁目21番地16
号

(71) 出願人 000060013

三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(74) 代理人 100106459

弁理士 高橋 英生 (外3名)

特許法第30条第1項適用申請有り 2000年10月12日 社
団法人電子情報通信学会開催の「電子情報通信学会技術
研究報告」において文書をもって発表

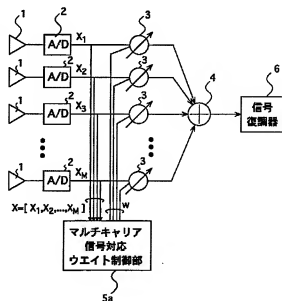
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線受信装置

(57) 【要約】

【課題】 遅延パスよりもドップラー周波数の異なるパスをさらに強く抑圧することができるマルチキャリア信号用アダプティブアレー、および、パスの許容遅延量を大きくできるマルチキャリア信号用アダプティブアレーを提供する。

【解決手段】 マルチキャリア信号対応ウエイト制御部5aでは、加算器4からの合成信号と参照信号との差を少なくするとともに、データ送信のないサブキャリアを利用し、そのサブキャリアにおける合成信号の受信信号レベルが0に近づくよう、乗算器3に供給するウエイトを制御する。これにより、ドップラー周波数の異なる波をより強く除去する制御を行なう。また、伝搬路遅延を考慮して、ウエイト制御用の参照信号を構築する。これによりパスの許容遅延量を大きくすることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のアンテナと、

対応する各アンテナからの受信信号に対し所定のウエイトを乗算する複数のウエイト乗算器と、

前記各ウエイト乗算器の出力を合成する合成部と、

信号が送信されないキャリアについての受信信号を用いて前記ウエイトを決定するウエイト制御部とを有することを特徴とする無線受信装置。

【請求項2】 前記ウエイト制御部は、信号が送信されないキャリアについての受信信号のレベルを最小とするウエイト決定アルゴリズムを用いるものであることを特徴とする請求項1記載の無線受信装置。

【請求項3】 前記ウエイト制御部は、前記信号が送信されないキャリアについての受信信号に加え、複数のキャリアに配置されて送信された既知信号に対応する受信信号を用いて前記ウエイトを決定するものであることを特徴とする請求項1記載の無線受信装置。

【請求項4】 前記既知信号は、情報信号と同一の周波数帯域を有していることを特徴とする請求項3記載の無線受信装置。

【請求項5】 前記ウエイト制御部は、前記信号が送信されないキャリアについての受信信号レベルと、前記複数のキャリアに配置されて送信された既知信号に対応する受信信号と参照信号との2乗誤差との和を最小とするウエイト決定アルゴリズムを用いるものであることを特徴とする請求項3あるいは4に記載の無線受信装置。

【請求項6】 前記キャリアに配置されて送信された既知信号を用いて伝搬路を推定し、該伝搬路推定結果を用いて生成した既知信号のレプリカを前記参照信号として用いることを特徴とする請求項5記載の無線受信装置。

【請求項7】 前記伝搬路推定結果の位相成分を考慮せずに前記既知信号のレプリカを生成することを特徴とする請求項6記載の無線受信装置。

【請求項8】 前記信号が送信されないキャリアについての受信信号のレベルは、信号が送信されない複数のキャリアについての受信信号レベルの和であることを特徴とする請求項2あるいは5に記載の無線受信装置。

【請求項9】 前記ウエイト決定アルゴリズムは、RLSアルゴリズムであることを特徴とする請求項2あるいは5に記載の無線受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、複数キャリアを用いて信号伝送を行うマルチキャリア信号の受信方式に関し、特に、複数のアンテナを用いて信号を受信し合成する無線受信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】最近、無線通信では、より高速伝送、高速移動の可能なシステムへの要求が高く、無線周波数帯域において広帯域な信号の伝送を行う必要が生じている。

広帯域信号の伝送に関しては、複数のキャリアを同時に用いて信号の並列伝送を行うマルチキャリア伝送方式が特に注目を集めている。マルチキャリア伝送方式では、低速なデータを周波数上で並列に配置し、異なるキャリアを用いて同時に送信する。信号の並列伝送を行うことによって伝送速度の向上を図っている。このマルチキャリア伝送方式は、到来パスの伝送遅延に強く、受信信号の変動特性が周波数によって変化する周波数選択性フェージング環境下においても良好な伝送が行えるという特徴を持つ。反面、並列伝送キャリア個々の周波数帯域は小さいため、到来パスのドップラー周波数が大きい場合には、隣接する他の伝送キャリアに悪影響を及ぼすという弱点も併せ持っている。

【0003】このようなマルチキャリア信号の受信信号品質を向上させるため、本発明者らは、広帯域マルチキャリア信号に対するアダプティブアンテナを提案している（特願平2000-028698号）。この提案された無線受信装置では、アダプティブアンテナを用いてマルチキャリア信号を受信することにより、希望信号を強いレベルで受信すると同時に、遅延パスおよびドップラー周波数の異なるパスを抑制することができる。以下、この提案されている無線受信装置の構成について説明を行なう。

【0004】図6は提案されている無線受信装置の概要を説明する最も基本的な図である。図中1は複数のアンテナ、2は前記各アンテナ1対応に設けられ、各アンテナ1で受信された信号をデジタルデータに変換するA/D変換器、3は前記各アンテナ1対応に設けられ前記各A/D変換器2からの受信信号にウエイト制御部5から供給されるウエイトを乗算するウエイト乗算器、4は前記各ウエイト乗算器3からの出力を加算して合成する加算器、5はマルチキャリア信号対応ウエイト制御部、6は前記加算器4からの合成された受信信号を復調するマルチキャリア信号復調部を表す。また、図7は伝送信号フォーマットの一例を表す図であり、図中、31～39はマルチキャリア信号、30はフレーム、40は信号を伝送しないサブキャリア、41は情報信号、42は既知信号を表す。図8はマルチキャリア既知信号を伝送する際の時間波形を表す図である。図9は提案されている無線受信装置におけるアダプティブアンテナを用いた場合のビームパターンの一例を表す図であり、48～50はマルチパス信号、51はビームパターンを表している。

【0005】また、図7を用いて伝送されるマルチキャリア信号のフォーマットに関して説明を行う。マルチキャリア信号では複数のキャリア（サブキャリアともいう）31～39を用いて信号が伝送される。図示するように、各キャリアでは、時間的にデータが配列され、各キャリアのデータは時間的に同期されている。送信データは既知信号42と情報信号41に分かれており、既知

信号４２はアダプティブアレーのビーム制御に用いられる。既知信号４２は各キャリアで同一時刻に挿入されている。また、複数のキャリアの中には特定の信号送信の行なわれないキャリア３２、２５、３８も同時に挿入されている。図８はマルチキャリア伝送時における既知信号４２の時間波形を示した図であり、各キャリア（この例では、＃１～＃４）における既知信号４３～４６の和によって伝送波形４７が与えられる。マルチキャリア伝送では波形は時間的に異なる電力をもっている。

【０００６】以下、図６～図９を用いて、提案されている無線受信装置におけるアダプティブアレーについて説明を行う。無線受信装置では、マルチキャリア信号を図６に示す複数のアンテナ１を用いて、信号の受信を行う。次に、Ａ／Ｄ変換器２においてそれぞれのアンテナ１で受信された信号のＡ／Ｄ変換を行った後、ウエイト乗算器３で、ウエイト制御部５ｂでの演算に基づき算出されたウエイトと、各アンテナ１からのＡ／Ｄ変換された受信信号との乗算を行ったのち、加算器４で信号を合成する。

【０００７】ウエイト制御部５ｂでは受信既知信号と既知信号レプリカとの２乗誤差を測定し、該２乗誤差が小さくなるようウエイト決定が行われる。例えば、ウエイト演算アルゴリズムの一つであるＬＭＳ（Least Mean Square）法を用いた場合には、次の式（１）に従って、ウエイト更新が行われ、その収束値をウエイトとして用いる。

【数１】

$$\begin{aligned}w(n+1) &= w(n) + k \cdot X(n) \cdot \varepsilon^* \\ \varepsilon &= (w(n)^H \cdot X) - r(n) \\ n &= 1, \dots, N_{\max}\end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 M はアンテナ数、 $w(n)=[w_1(n), w_2(n), \dots, w_M(n)]$ は n 回の更新後の各アンテナにおけるウエイト係数をベクトル形式で表したウエイトベクトル、 k は定数、 $X(n)=[X_1(n), \dots, X_M(n)]$ はマルチキャリア受信信号時間波形の各アンテナ１における n サンプル目の受信振幅 $X_1(n), \dots, X_M(n)$ をベクトル形式で表した信号ベクトル、 N_{\max} は更新繰り返し数、 ε はマルチキャリア既知信号の合成信号と参照信号の誤差、 $*$ は複素共役、 H は共役転置、 $r(n)$ は参照信号、 $w(1)=[w_1(1), w_2(1), \dots, w_M(1)]$ は初期ウエイトを表す。ここでは、参照信号 $r(n)$ としてマルチキャリア既知信号時間波形のレプリカを用いる。このようなウエイト演算アルゴリズムによって、合成信号と参照信号の誤差を少なくするウエイトを求めることができ、希望信号をより精度で受信することができる。

【０００８】図９にアダプティブアレーを用いて形成されるビームパターンの一例を示す。本図において、到来パス４９は到来パス４８に対して遅延を持つ遅延パスであり、アダプティブアレーのビームによって抑圧されて

いる。また、到来パス５０は到来パス４８に対してドップラー周波数をもつパスであり、この場合にもアダプティブアレーによって信号は抑圧される。このように、提案されている無線受信装置によれば、アダプティブアレーを用いて遅延パスの分離、および、ドップラー周波数が異なるパスの分離が行なわれる。

【０００９】

【発明が解決しようとする課題】上述した提案方式ではアダプティブアレーによって遅延時間とドップラー周波数の異なるパスを除去しているが、マルチキャリア信号では遅延時間よりもドップラー周波数の異なるパスの方が受信信号に大きな品質劣化を与える場合が多い。たとえ遅延パスがあったとしても、マルチキャリア信号では符号化、シンボル間へのガードインターバールの挿入によって受信品質を維持することができ、遅延パスの影響は小さく抑えることができる。これに対して、ドップラー周波数の異なるパスは、異なるサブキャリアへの干渉の要因となる。そのため、マルチキャリア信号の受信品質劣化を招きやすい。このような理由から、マルチキャリア信号用アダプティブアレーでは、遅延パスよりもドップラー周波数の異なるパスをさらに強く抑圧できるアダプティブアレー構成法が課題となっている。また、パスの許容遅延量を大きくできるアダプティブアレー構成法が課題となっている。

【００１０】そこで、本発明は、ドップラー周波数の異なるパスをさらに強く抑圧することのできる無線受信装置を提供することを目的としている。また、パスの許容遅延量を大きくすることのできる無線受信装置を提供することを目的としている。

【００１１】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明の無線受信装置は、複数のアンテナと、対応する各アンテナからの受信信号に対し所定のウエイトを乗算する複数のウエイト乗算器と、前記各ウエイト乗算器の出力を合成する合成部と、信号が送信されないキャリアについての受信信号を用いて前記ウエイトを決定するウエイト制御部とを有するものである。また、前記ウエイト制御部は、信号が送信されないキャリアについての受信信号のレベルを最小とするウエイト決定アルゴリズムを用いるものである。さらに、前記ウエイト制御部は、前記信号が送信されないキャリアについての受信信号に、前記信号が送信されないキャリアについて、複数のキャリアに配置されて送信された既知信号に対応する受信信号を用いて前記ウエイトを決定するものである。さらにまた、前記既知信号は、情報信号と同一の周波数帯域を有しているものである。さらにまた、前記ウエイト制御部は、前記信号が送信されないキャリアについての受信信号レベルと、前記複数のキャリアに配置されて送信された既知信号に対応する受信信号と参照信号との２乗誤差との和を最小とするウエイト決定アルゴリズムを用いるものである。さらにまた、前記

キャリアに配置されて送信された既知信号を用いて伝搬路を推定し、該伝搬路推定結果を用いて生成した既知信号のレプリカを前記参照信号として用いるものである。さらにまた、前記伝搬路推定結果の位相成分を考慮せずに前記既知信号のレプリカを生成するものである。さらにまた、前記信号が送信されないキャリアについての受信信号のレベルは、信号が送信されない複数のキャリアについての受信信号レベルの和とされているものである。さらにまた、前記ウェイト決定アルゴリズムは、R L S アルゴリズムとされているものである。

【0012】

【発明の実施の形態】（実施の形態1）図1は本発明の無線受信装置の概要を説明する最も基本的な図である。図中1は複数の（M個）のアンテナ、2は前記各アンテナ対応に設けられたA/D変換器、3は前記各アンテナ対応に設けられ、前記各A/D変換器2の出力にマルチキャリア信号対応ウェイト制御部5aからのウェイトをそれぞれ乗算するウェイト乗算器、4は前記各ウェイト乗算器3の出力を合成する加算器、5aはマルチキャリア信号対応ウェイト制御部、6は前記加算器4からの合成出力を復調するマルチキャリア信号復調部を表す。また、図2は本実施の形態における前記マルチキャリア信号対応ウェイト制御部5aの構成を示す図であり、10は前記A/D変換器2から出力される前記各アンテナの受信信号ベクトル $X(n)$ 、11はNサンプリング分の受信信号ベクトルを格納するバッファ、13は前記各乗算器3に供給するウェイトベクトル $w(n)$ である。

【0013】以下、図1、図2を用いて本実施の形態におけるアダプティブプレーンについて説明を行う。本発明の無線受信装置では、図1に示す複数のアンテナ1を用いて、マルチキャリア信号の受信を行う。次に、各アンテナ対応に設けられたA/D変換器2において、前記各アンテナ1からの受信信号のA/D変換を行った後、各アンテナ1対応に設けられた乗算器3において、ウェイト制御部5aでの演算アルゴリズムに基づき算出されたウェイトの乗算を行ったのち、加算器4で合成する。この際、前記マルチキャリア信号対応ウェイト制御部5aではマルチキャリア信号のうち信号伝送を行わないサブキャリア（以下、「バーチャルキャリア」と呼ぶ）を検出し、バーチャルキャリアのアンテナ間信号合成出力が0に近づくことをウェイト決定の基準として用いる。以下では、本実施の形態におけるウェイト制御部5aで行なわれる具体的なウェイト演算アルゴリズムについて説明する。

【0014】図2に示すように、この実施の形態のウェイト制御部5aでは、受信信号のn番目のサンプルに対

応する各アンテナでの受信振幅をベクトルとする信号ベクトル $X(n)$ が10が入力されると、その連続Nサンプル分をバッファ11に格納する。k+1番目サンプルからk+N番目のサンプルまでの連続Nサンプル分の受信信号ベクトルが格納されると、次式に従ってk番目のバーチャルキャリアベクトル（12） $U(k)=[u_1(k), \dots, u_M(k)]^T$ の演算が行なわれる。

【数2】

$$U(k) = \sum_{n=k+1}^{k+N} X(n) \cdot \exp(-j2\pi f_n/n/N)$$

ここで、Nは、通常、マルチキャリア信号のキャリア数と同じ値が用いられるが、それ以外の値であっても構わない。また、fはベースバンド帯においてバーチャルキャリアがNサンプル時間に有する周期数を表す。例えば、受信信号64サンプルの間にバーチャルキャリアが2周期を有する場合には、 $N=64$ 、 $f=2$ となる。また、バーチャルキャリアベクトル $U(k)$ は信号がNサンプル分入力されるまでは生成されない。信号がNサンプル分格納された時点で1つのバーチャルキャリアベクトル $U(k)$ の計算が行なわれる。また、その後は信号1サンプルが受信されるごとに、バーチャルキャリアベクトル $U(k)$ の計算が行なわれる。従って、バーチャルキャリアベクトルの生成を行なうためには最低Nサンプルの受信信号が必要とされる。

【0015】このように生成されたバーチャルキャリアベクトルを用いて、ウェイト制御部5aでは、以下の評価関数Jを最小化するようなアルゴリズムを用いる。

【数3】

$$J = E[|r(n) - w^H X(n)|^2 + \mu |0 - w^H U(k)|^2]$$

ここで、E[]は信号に関するアンサンブル平均を表す。この評価関数Jに関して次式が成り立つ。

【数4】

$$J = \sigma^2 - w^H v - v^H w + w^H \Phi w + \mu^2 w^H \Psi w$$

$$\nabla J = -2v + 2(\Phi + \mu^2 \Psi) w$$

ここで、 $\Phi = E[X(n) X(n)^H]$ 、 $\Psi = E[U(k) U(k)^H]$ 、 $v = E[r(n)^* X(n)]$ 、 $\sigma^2 = E[|r(n)|^2]$ 、 ∇ は関数Jの勾配、 μ はバーチャルキャリア成分の評価比率を表すパラメータである。

【0016】この関係を用いて、ウェイト制御部5aでは以下のウェイト更新アルゴリズムに従って、ウェイトの更新を行ない、その収束値を前記乗算器3に供給するウェイト w として用いる。

【数5】

$$w(n+1) = w(n) - (k/2) \cdot \nabla J$$

$$= w(n) + k \cdot X(n)(r(n)^* - X(n)^H w) - k\mu^2 U(k)U(k)^H w \quad (2)$$

$$n = 1, \dots, N_{\text{max}}$$

なお、 $U(1), \dots, U(N-1)$ は全て0ベクトルとして扱う。この式(2)と前述した従来の式(1)とを比較すると、式(2)にはパーチャルキャリア成分 $U(k)$ が含まれている点で異なっている。ここで、仮にパラメータ $\mu^2=0$ とした場合には、従来と同じアルゴリズムとなる。パラメータ k と μ^2 はさまざまな値に設定可能である。パラメータ k を微小な値とし、 μ を大きな値とした場合には、式(2)の右辺第2項はほぼ無視することができ第3項が残ることとなる。この場合には、実質的に、パーチャルキャリア成分を最小とするウエイト決定アルゴリズムとなる。

【0017】本実施の形態におけるアルゴリズムにおいて、パーチャルキャリアは本来受信値が0となるキャリアである。しかし、ドップラー周波数の異なる複数の波が到来した場合には、パーチャルキャリア成分が0とならない場合も考えられる。本発明のこの実施の形態によれば、パーチャルキャリア成分を0へ近づけるウエイト演算アルゴリズムを用いることによって、異なるドップラー周波数を持つ波を抑圧するようなビームパターンを形成することが可能となる。

【0018】(実施の形態2)上記実施の形態1では1つのパーチャルキャリアを用いて、ウエイト演算を行なう場合について述べた。しかし、前記図7の3、2、3、5、3、8に示すようにパーチャルキャリアは複数存在する。このような環境に対応するため、本実施の形態では、前述した実施の形態1を複数のパーチャルキャリアを用いてウエイト演算を行なう場合に拡張する。以下では、図3に示すマルチキャリア信号対応ウエイト制御部5aを用いて、複数のパーチャルキャリアを用いてウエイト演算を行なう本発明の第2の実施の形態について説明を行なう。図3において、14は、前記図2における11と同様に、連続するNサンプルの受信信号ベクトル $X(n)$ を格納するバッファである。

【0019】複数のパーチャルキャリアを用いる本実施の形態の場合には、各パーチャルキャリア L ($L=1, \dots, L_{max}$)に対して、 k 番目のパーチャルキャリアベクトル $U_L(k)=[u_1(k), \dots, u_M(k)]^T$ の演算が行なわれる。図中15aおよび15bは、2つのパーチャルキャリアベクトル $U_L(k)$ を示している。

【数6】

$$U_L(k) = \sum_{m=1}^{N} X(n) \cdot \exp(-j2\pi f_L n/N)$$

ここで、 f_L はベースバンドにおいてパーチャルキャリア L がNサンプル時間に有する周期数を表す。例え

ば、受信信号64サンプルの間にパーチャルキャリア1、2、3がそれぞれ2、8、16周期を有する場合には、 $N=64$ 、 $f_1=2$ 、 $f_2=8$ 、 $f_3=16$ となる。
【0020】本実施の形態では、以下の評価関数 J を最小化するようなアルゴリズムを用いる。

【数7】

$$J = E[|r(n) - w^H X(n)|^2] + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 |0 - w^H U_L(k)|^2 \\ = \sigma^2 - w^H v - v^H w + w^H \Phi w + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 w^H \Psi_L w$$

$\nabla J = -2v + 2(\Phi + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 \Psi_L)w$
ここで、 $\Phi = E[X(n)X(n)^H]$ 、 $\Psi_L = E[U_L(k)U_L(k)^H]$ 、 $v = E[r(n)^* X(n)]$ 、 $\sigma^2 = E[|r(n)|^2]$ 、 μ_L^2 はパーチャルキャリア L の評価比率を表すパラメータ、 L_{max} はパーチャルキャリア数を表す。

【0021】また、ウエイト更新アルゴリズムは次式で与えられる。

【数8】

$$w(n+1) = w(n) + k \cdot (v - \Psi w) - k \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 \Psi_L w \\ n = 1, \dots, N_{max}$$

なお、 $U_L(1), \dots, U_L(N-1)$ は全て0ベクトルとして扱う。このようにパーチャルキャリアが複数ある場合には、その評価比率パラメータ μ_L^2 を決定し、その比率に基づいて各パーチャルキャリア成分をアルゴリズムに組みこむことによりウエイト更新を行なうことができる。

【0022】本実施の形態におけるアルゴリズムを用いることにより、上記実施の形態1の場合に比べて、ドップラー周波数の異なる複数の波の除去をより正確に行なうことが可能となる。

【0023】(実施の形態3)上記実施の形態1、2ではLMSアルゴリズムを用いた場合のウエイト演算法について述べた。これに対し、本実施の形態では、RLS(Recursive Least Squares)アルゴリズムを用いたウエイト演算アルゴリズムを用いる。以下では、図4に示す構成のマルチキャリア信号対応ウエイト制御部5aを用いてウエイト演算を行う本発明の第3の実施の形態について説明を行なう。

【0024】上記実施の形態2の場合と同じく、複数のパーチャルキャリア L を想定し、次の評価関数 J を最小化するようなアルゴリズムを用いる。

【数9】

$$\begin{aligned}
J &= E\{[r(n) - w^H X(n)]^2\} + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 |0 - w^H U_L(k)|^2 \\
&= E\{[r(n)]^2\} - w^H E[r(n)^* X(n)] - E[r(n)^* X(n)]^H w \\
&\quad + w^H E[X(n) X(n)^H] w + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 w^H E[U_L(k) U_L(k)^H] w \\
&= \sigma^2 - w^H v - v^H w + w^H \Phi w + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 w^H \Psi_L w \\
\nabla J &= -2v + 2\left(\Phi + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 \Psi_L\right) w
\end{aligned}$$

【0025】 $\nabla J = 0$ を満たすとき、 J は最小値を取る
ので、ウエイトに関して次式の条件が科せられる。

【数10】

$$(\Phi + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 \Psi_L) w = v$$

従って、本実施の形態ではウエイトを次式により求める。
【数11】

$$w = (\Phi + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 \Psi_L)^{-1} v$$

ここで、 Φ （図4中の16）及び Ψ_L （17）はそれぞれ受信信号ベクトル $X(n)$ 及びバーチャルキャリアベクトル $U_L(k)$ を用いて計算することができる。また、 $\Phi + \sum_{L=1}^{L_{max}} \mu_L^2 \Psi_L$ もベクトル $X(n)$ 及び $U_L(k)$ を用いて計算することができる行列である。したがって、ウエイト制御部5aでは、受信信号ベクトル $X(n)$ とバーチャルキャリアベクトル $U_L(k)$ を演算することにより、ウエイト w を求めることができる。

【0026】本実施の形態では、 $\nabla J = 0$ であることを利用して直接的にウエイト演算を行なっている。このような本実施の形態におけるウエイト演算アルゴリズムを用いることにより、実施の形態1及び2の場合に比べて高速に精度のよいウエイトを求めることができる。

【0027】（実施の形態4）上記実施の形態1～3では、受信局における参照信号 $r(n)$ としてマルチキャリア既知信号波形の時間サンプルを用いていた。これに対して、本実施の形態では、受信局で伝搬路推定を行ない、その結果をもとに参照信号の形成を行なう。具体的には、伝搬遅延を受けた既知信号波形を推定し、これを参照信号 $r(n)$ として用いることにより、伝搬遅延を受けた信号も同時に受信するアダプティブアレーを形成する。

【0028】以下では、図5を用いて本実施の形態の詳細について説明を行なう。図5において、21は、連続する N サンプル分の受信信号ベクトル $X(n)$ を格納するバッファである。受信局では送信局での既知シンボル及びそれに対応する既知信号の時間波形をあらかじめ認知しているものとする。ここでは、既知信号時間波形の第

n シンボルを $s(n)$ と表す。受信側では、前記複数アンテナ1のうちの一つの受信信号20について $s(n)$ に対応する整合フィルタを用いて、以下の相関検出法に基づき伝搬路 $H(k)$ （図中22）の推定を行なう。
【数12】

$$H(k) = (1/N) \sum_{n=1}^N X(n+k) \cdot s(n)^* \quad k = 1, \dots, K_{max}$$

ここで、 K_{max} は伝搬路推定の最大測定サンプル数を表す。受信局では $H(k)$ の算出により、サンプル時間単位で伝搬路推定を行なうことができる。

【0029】通常、マルチキャリア信号では時間波形のサンプル時間間に比べて、シンボル時間は非常に長い。これは、多くのサブキャリア上のシンボルを1つの時間波形として送信するため、サブキャリア数に応じてサンプル数が増大するためである。従って、既知信号波形から得られた参照信号を用いれば、アダプティブアレーではサンプル時間単位で遅延パスを識別でき、サンプル時間以上の遅延パスを除去できる。上述した実施の形態1～3ではこのような手法に基づき遅延パスの除去を行なってきた。しかし、マルチキャリア信号では、シンボル時間はサンプル時間間に比べて非常に大きく、実際にはサンプル時間を超える遅延パスを受信したとしても受信品質に大きな性能劣化は生じない。むしろ、遅延パスの受信による受信電力の増大により、信号品質を改善することも可能となる。このような概念に基づき、本実施の形態では伝搬路推定結果 $H(k)$ を用いて参照信号 $r(n)$ （23）を以下のように生成する。

【0030】

【数13】

$$r(n) = \sum_{k=1}^K H(n-k) \cdot s(k)$$

ここで、 K は参照信号 $r(n)$ の生成に際して用いられる伝搬路推定の最大サンプル数である。このような $r(n)$ の生成により、伝搬遅延も考慮した受信側での既知信号波形を参照信号として用いることができる。

【0031】本実施の形態で述べた参照信号生成法により生成された参照信号 $r(n)$ を用いて、前記各実施の形態1～3に示したアルゴリズムによりウエイト制御を行

なうことができる。この実施の形態により求めた参照信号の利用により、許容できる遅延パスを抑制することなく、受信信号として扱うアダプティブアレーを構成することができる。

【0032】（実施の形態5）上記実施の形態4では、伝搬路推定により得られた $H(k)$ をそのまま用いて参照信号 $r(n)$ の生成を行なった。この場合には、複数アンテナのうちの1つを選んで伝搬路推定が行なわれる。これは伝搬路推定を複数アンテナで行なったとすると、それぞれのアンテナでパスの位相に変化が生じ、伝搬路を確定できないためである。

【0033】これに対して、本実施の形態では1つのアンテナで推定した $H(k)$ の位相を考慮することなく、次式に基づき参照信号を生成する。

【数14】

$$r(n) = \sum_{k=1}^K |H(n-k)| \cdot s(k)$$

すなわち、本実施の形態により生成された参照信号は、平均的な電力値による伝搬路補正を行なった参照信号と見ることができる。

【0034】通常、複数アンテナで伝搬路推定を行なうと、各パスの位相は異なるもののパスの電力はほぼ一致する。本実施の形態では、このような参照信号を用いることにより、アンテナ間で異なる位相の影響を無視した参照信号の生成が可能となる。また、位相の瞬時的な変化に追従しなくとも伝搬路により補正した参照信号を利用することが可能であり、参照信号の生成を低速で行なうことも可能となる。

【0035】なお、上記においては、前記図7に示したように、信号が送信されるキャリアすべてに既知信号と情報信号とを時間的に配列した信号フォーマットについて説明したが、これに限られることはなく、信号を送信するキャリアのうちの一部のキャリアには既知信号と情報信号を配列し、他のキャリアはすべて情報信号としてもよく、あるいは、既知信号のみを送信するキャリアを設けるようにしてもよい。

【0036】

【発明の効果】以上に示したように、本発明の無線受信装置によれば、広帯域なマルチキャリア信号に対してアダプティブアレー技術を適用することが可能となる。特に、ドップラー周波数に対して受信特性が大きく劣化すると言う弱点を有する広帯域マルチキャリア信号に対し

て、到来パスをドップラー周波数別に分離することが可能となり、受信特性を大きく向上させることが可能となる。また、遅延パスよりもドップラー周波数の異なるパスを重点的に除去するアダプティブアレーを構築できる。さらに、伝搬路推定を行ない参照信号を生成する本発明の無線受信装置によれば、より多くの遅延パスを許容できるアダプティブアレーを形成することが可能となる。さらにまた、複数のバーチャルキャリアを用いる本発明の無線受信装置によれば、ウエイト精度を向上させることができる。さらにまた、RLSアルゴリズムを用いる本発明の無線受信装置によれば、高速にウエイトを求めることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の無線受信装置の基本的な構成を示す図である。

【図2】 本発明の無線受信装置の第1の実施の形態で用いられるマルチキャリア信号対応ウエイト制御部の構成を示す図である。

【図3】 本発明の無線受信装置の第2の実施の形態で用いられるマルチキャリア信号対応ウエイト制御部の構成を示す図である。

【図4】 本発明の無線受信装置の第3の実施の形態で用いられるマルチキャリア信号対応ウエイト制御部の構成を示す図である。

【図5】 本発明の無線受信装置の第4及び5の実施の形態における参照信号の生成について説明するための図である。

【図6】 提案されている無線受信装置の基本構成を示す図である。

【図7】 マルチキャリア信号の伝送フォーマットを表す図である。

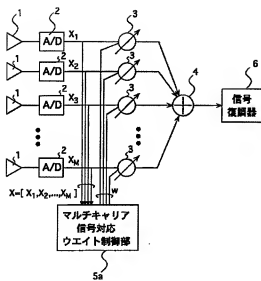
【図8】 マルチキャリア既知信号の時間波形を示す図である。

【図9】 提案されている無線受信装置におけるアダプティブアレービームパターンの一例を示す図である。

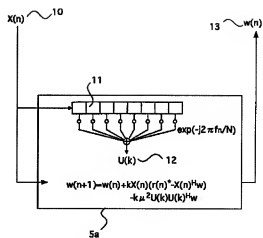
【符号の説明】

- 1 アンテナ
- 2 A/D変換器
- 3 ウエイト乗算器
- 4 加算器
- 5 a マルチキャリア信号対応ウエイト制御部
- 6 信号復調器
- 11、14、21 パツファ

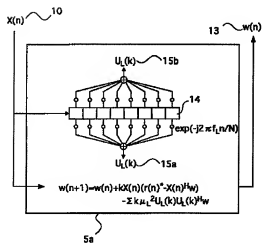
【図1】



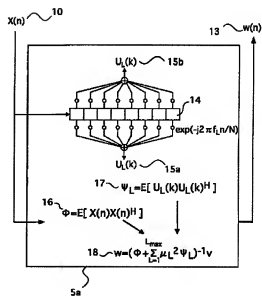
【図2】



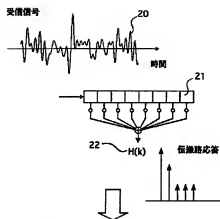
【図3】



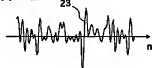
【図4】



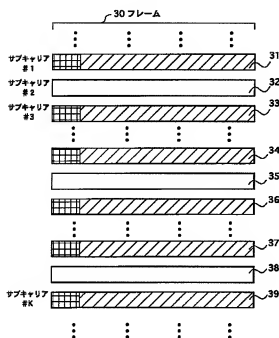
【図5】



参照信号
 $r(n)$ の生成



【図7】

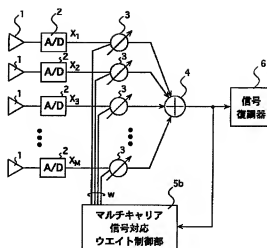


40 送信信号なし

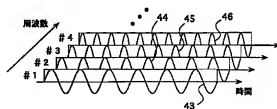
41 情報信号

42 同期信号

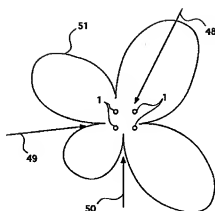
【図6】



【図8】



【図 9】



フロントページの続き

(72)発明者 原 嘉孝

神奈川県横須賀市光の丘 3 番 4 号 株式会社
ワイ・アール・ビー移動通信基盤技術研
究所内

(72)発明者 原 晋介

大阪府吹田市山田丘 2-1 大阪大学大学
院工学研究科内

(72)発明者 西川 徹

大阪府吹田市山田丘 2-1 大阪大学大学
院工学研究科内

F ターム(参考) 5J021 AA05 DB01 EA07 FA14 FA16
GA06 GA08 HA06 HA10 JA02

5K022 AA10 AA22

5K059 CC03 DD35